

422429



F.C. 22-3-76

H03K // H01J;
H04N

No 422.429

M E M O R I A D E S C R I P T I V A

correspondiente a la solicitud de una

PATENTE DE INVENCION

Solicitante: SONY CORPORATION.

Domicilio: 7-35, KITASHINAGAWA-6, SHINAGAWA -ku.-
TOKYO.- JAPON.-

Enunciado: MEJORAS INTRODUCIDAS EN CIRCUITOS DE
DEFLEXION.

Prioridad: de la solicitud de Modelo de Utilidad japonés
No. 8817/73 del 19 enero 1.973.

422429² -



1

EXTRACTO DE LA DESCRIPCION

Se describe un circuito de deflexión vertical que tiene una etapa de salida constituida por un amplificador del tipo push-pull de salida única, y un circuito de suministro de tensión con un dispositivo de almacenado de carga conectado entre una fuente de tensión y la etapa de salida. El circuito de suministro de tensión proporciona una tensión procedente de la fuente de tensión a la etapa de salida y simultáneamente cambia el dispositivo de almacenado de carga durante el periodo de retorno y suministra igualmente una tensión inferior a la tensión de la fuente de tensión a la etapa de salida, mediante la descarga del dispositivo de almacenado de carga durante el periodo de exploración.

5
10

ANTECEDENTES DEL INVENTO

15

Ambito del invento.

El invento se refiere generalmente a circuitos de deflexión para realizar la deflexión de haces electrónicos y más particularmente se refiere a mejoras introducidas en circuitos de deflexión vertical que tienen una etapa de salida constituida por un amplificador push-pull de salida única.

20

Descripción de la técnica anterior.

En los receptores de televisión y aparatos parecidos dotados de un dispositivo reproductor de imagen del tipo de rayos catódicos, los circuitos de deflexión vertical y horizontal se utilizan para desviar haces electrónicos en el dispositivo reproductor de imagen del tipo de rayos catódicos con el fin de realizar la exploración de trama y de línea de los haces electrónicos. Se han propuesto anteriormente varios tipos de circuitos como circuitos de deflexión ver-

25

30



1 tical y uno de esos circuitos de deflexión vertical es un
circuito transistorizado dotado de una etapa de salida, que
suministra una corriente en forma de dientes de sierra a una
bobina de deflexión vertical, montada en un amplificador del
5 tipo push-pull de salida única. Dicho circuito transistori-
zado ha sido utilizado a menudo en razón de su ventaja de ma-
yor rendimiento. Sin embargo, los circuitos de deflexión ver-
tical propuestos anteriormente y dotados de una etapa de sa-
lida constituida por un amplificador push-pull de salida úni-
ca no podían evitar el desperdiciar una cierta cantidad de
10 energía, esencialmente en razón de la construcción de su cir-
cuito y por tanto, el rendimiento, es decir la relación entre
la energía de salida aplicada a la bobina de deflexión verti-
cal y la energía suministrada al circuito no aumenta tanto.
15 Algunos circuitos mejorados de este tipo han sido igualmente
propuestos para reducir el consumo inútil de energía mencio-
nado más arriba pero sin embargo ninguno de ellos parece
haber dado resultado satisfactorio.

RESUMEN DEL INVENTO

20 Un objeto del invento consiste en proporcionar un
circuito de deflexión vertical mejorado dotado de una etapa
de salida constituida por un amplificador push-pull de salida
única.

25 Otro objeto del invento consiste en proporcionar un
circuito de deflexión vertical dotado de una etapa de salida
del tipo de amplificador push-pull de salida única mejorado
para que funcione con un mayor rendimiento.

Otro objeto del invento consiste en proporcionar un
circuito de deflexión vertical dotado de una etapa de salida
30 del tipo de amplificador push-pull de salida única que fun-



1 ciona con una primera tensión de funcionamiento suministrada
a partir de una fuente de tensión durante el periodo de re-
torno y con una segunda tensión de funcionamiento inferior a
la primera tensión durante el periodo de exploración, de modo
5 que se aumente el rendimiento.

Otro objeto más del invento consiste en proporcionar
un circuito de deflexión vertical dotado de una etapa de sa-
lida del tipo de amplificador de push-pull de salida única
que incluye un circuito de almacenado de energía cargado por
10 una fuente de tensión durante el periodo de retorno y que se
descarga para suministrar una tensión inferior a la tensión
de la fuente de tensión aplicada a la etapa de salida durante
el periodo de exploración, con el objeto de aumentar el ren-
dimiento a la salida del circuito.

15 BREVE DESCRIPCION DE LOS DIBUJOS

La figura 1 es un diagrama esquemático que representa
un circuito de deflexión de la técnica anterior con una etapa
de salida del tipo de amplificador push-pull de salida única;

20 Las figuras 2A a 2C son diagramas esquemáticos de
formas de ondas utilizados para explicar el funcionamiento
del circuito representado en la figura 1;

La figura 3 es un diagrama esquemático que representa
un modo de realización de los circuitos de deflexión de acuer-
do con el invento;

25 Las figuras 4A a 4F son diagramas esquemáticos de
forma de onda utilizados para explicar el funcionamiento del
modo de realización del invento que se representa en la fi-
gura 3;

30 La figura 5 es un diagrama esquemático que represen-
ta una parte de una modificación del modo de realización del



1 invento representado en la figura 3;

En las figuras 6 y 7 son diagramas de circuitos esquemáticos que representan otros modos de realización de los circuitos de deflexión según el invento;

5 La figura 8 es un diagrama esquemático de formas de ondas utilizado para explicar el funcionamiento del modo de realización del invento que se representa en la figura 7.

DESCRIPCION DE LOS MODOS DE REALIZACION PREFERIDOS

10 Para mejor facilitar el entendimiento del invento, se describirá ahora un ejemplo de un circuito de deflexión de la técnica anterior dotado de una etapa de salida del tipo de amplificador push-pull de salida única, haciendo referencia a las figuras 1 y 2.

15 La figura 1 representa una parte del circuito de deflexión vertical de la técnica anterior con una etapa de salida constituida por un amplificador del tipo push-pull de salida única. En la figura, la referencia numérica 1 designa un circuito del tipo de amplificador push-pull de salida única con un par de transistores Q_1 y Q_2 que forman la etapa de salida. Una señal de salida S_1 en forma de diente de sierra, en sincronismo con el periodo vertical, se suministra a un terminal de entrada 2 que está provisto en los electrodos de base de los transistores Q_1 y Q_2 para asegurar la conmutación de los transistores. De este modo, a través de una bobina de deflexión L_D , que está conectada a través de un condensador C_c a un punto de conexión 1_1 situado entre los electrodos emisores de los transistores Q_1 y Q_2 , se genera de manera bien conocida una señal (corriente) en forma de diente de sierra.

30 Con dicho circuito de deflexión vertical de la técnica

422429



18

1 ca anterior, si se conserva la tensión de emisor en el
punto de conexión l_1 , se ve que tiene la forma de un impulso
durante el periodo de retorno T_r y una forma de onda de ten-
sión que cambia disminuyendo linealmente durante el periodo
5 de retorno T_s según se representa por S_2 en la figura 2A,
que se obtiene durante cada intervalo de trama. En este caso
la tensión de salida máxima E obtenida en el electrodo emisor
del transistor Q_1 es algo inferior a la tensión E_0 de la
fuente de energía que se aplica al terminal 3 conectado al
10 electrodo colector del transistor Q_1 en razón de la construc-
ción del circuito, de la tensión de saturación del transis-
tor Q_1 , etc. Además, ya que la señal de excitación en dien-
te de sierra S_1 representada en la figura 2C se aplica al
electrodo de base del transistor Q_1 , el transistor Q_1 conduce
15 la corriente durante el periodo de tiempo que transcurre entre
los tiempos t_1 y t_3 . Por consiguiente, si se observa la ener-
gía eléctrica consumida en el transistor Q_1 , su componente
de tensión se representa por medio de una zona trapezoidal
sombreada en las figuras 2A. Mientras que la corriente que
20 fluye a través del transistor Q_1 en este momento es β veces
la señal de excitación S_1 , siendo β la ganancia de corriente
del transistor Q_1 , de modo que la componente de corriente de
la energía consumida en el transistor Q_1 se representa bajo
la forma de una corriente S_3 que es aproximadamente la misma
25 que la señal de excitación S_1 de la forma de onda, representa-
da en sombreado en la figura 2B. Por tanto, el consumo total
de energía P en el transistor Q_1 es el producto de la compo-
nente de tensión representada en la figura 2A en sombreado
y la componente de corriente representada en sombreado en
30 la figura 2B.



1 Ahora bien, desde el punto de vista del funciona-
miento, el transistor Q_1 conduce la corriente entre los tiem-
pos t_1 y t_3 según se representa en la figura 2A a la figura
2C, sin embargo, la porción de tensión rodeada por una línea
5 de puntos en la figura 2A no aparece en el electrodo emisor
del transistor Q_1 sino que se aplica entre los electrodos
emisor y colector del transistor Q_1 , es decir, que la porción
de tensión en cuestión es una tensión inútil. Por tanto, el
consumo de energía debido a esta tensión inútil en el transis-
10 tor Q_1 constituye un consumo de energía inútil y el rendimien-
to de salida del circuito de deflexión vertical de la técnica
anterior mencionado más arriba es reducido.

Tal y como se ha dicho antes, el invento tiene el
objeto de evitar la reducción del rendimiento de salida pro-
15 ducida en el circuito de deflexión vertical de la técnica an-
terior y aumentar el rendimiento a la salida, así como propo-
ner un circuito de deflexión vertical con un reducido consu-
mo de energía y una construcción sencilla.

Se describirá ahora con referencia a la figura 3, un
20 modo de realización del circuito de deflexión vertical según
el invento.

En el modo de realización de la figura 3, un circuito
del tipo de amplificador push-pull de salida única, que cons-
tituye una etapa de salida 31, consiste en un par de transis-
25 tores Q_{11} y Q_{12} . Ya que los transistores Q_{11} y Q_{12} son de tipo
complementario en este modo de realización, se utiliza un ter-
minal de entrada común 32 en los electrodos de base de ambos
transistores Q_{11} y Q_{12} . Se aplica una señal de excitación S_1
en forma de dientes de sierra al terminal de entrada 32 para
30 que los transistores Q_{11} y Q_{12} conduzcan y dejen de conducir

422429

- 8 -



1 la corriente alternativamente. Con el punto de unión l_{11}
entre los electrodos emisor de ambos transistores Q_{11} y Q_{12} ,
se conecta un circuito serie constituido por una bobina de
deflexión L y un condensador C. De este modo, una corriente
5 de deflexión en forma de dientes de sierra circula a través
de la bobina de deflexión L, siendo sustancialmente la misma
que en la técnica anterior. A un terminal de fuente de ten-
sión 33 a través del conductor m, está conectado un elemento
de control o dispositivo de conmutación ll tal como un tran-
10 sistor, un rectificador de silicio controlado (SCR), un con-
mutador controlado por puerta (GCS) o el elemento parecido en
serie con el objeto de suministrar de manera intermitente la
tensión E_0 de la fuente de tensión a la etapa de salida 31.
El electrodo de control del dispositivo de conmutación ll
15 está conectado al punto de conexión l_{11} a través de un cir-
cuito diferenciador l2, en caso de necesidad, para que reci-
ba una tensión de impulsos generada en la bobina de deflexión
L y por tanto de manera que su conducción sea controlada por
la tensión de impulsos. En el modo de realización ilustrado,
20 el GCS se utiliza como dispositivo de conmutación o elemento
de control ll.

Entre el electrodo de cátodo de GCS ll y el electrodo
de colector del transistor Q_{11} , está conectado un circuito
generador de tensión de funcionamiento l3 con el fin de crear
25 la tensión de funcionamiento destinada a la etapa de salida
31 del tipo de amplificador push-pull de salida única durante
el periodo de exploración T_s . El circuito generador de tensión
de funcionamiento l3 sirve para obtener una tensión $\frac{1}{n} E_0$
(siendo n un número entero positivo) a partir de la tensión
30 E_0 de la fuente de tensión. A este efecto, el circuito gene-

422429



1 rador de tensión defuncionamiento 13 puede estar formado por
una pluralidad de condensadores 14a, 14b,...conectados en
serie o en paralelo el uno con el otro. Sin embargo, en el
modo de realización ilustrado, la tensión de funcionamiento
5 se elige con el valor $\frac{1}{2} E_0$, es decir que se emplean solamente
dos condensadores 14a y 14b. En el circuito 13, se utilizan
los diodos 15a y 15b para bloquear la corriente inversa, y un
diodo 15c conectado con una extremidad del condensador 14a y
un conductor L_1 , que está conectado en paralelo con la co-
nexión serie del condensador 14a y diodos 15a y 15b, forman
10 un circuito de descarga para el condensador 14a.

Un terminal 17 que procede del electrodo del cátodo
del diodo 15b a través de un diodo 16, consiste en un terminal
al cual se suministra una tensión de accionamiento E_g . La ten-
sión de accionamiento E_g se elige con un valor inferior a la
15 tensión E_0 para que el diodo 16 este polarizado en sentido
inverso durante el funcionamiento del circuito de deflexión
vertical y por tanto no sea conductor, obteniéndose que el ter-
minal 17 se desconecte de la etapa de salida 31 y que el cir-
cuito 13 no tenga ningún efecto sobre el funcionamiento de la
20 deflexión. Una bobina 18 conectada al ánodo de GCS 11 se uti-
liza para que la constante de tiempo de carga de los conden-
sadores 14a y 14b sea larga durante el estado conductor del
GCS 11. En la figura 3, los números de referencia 20a y 20b
25 indican los terminales del circuito 13.

El funcionamiento del circuito que se representa en
la figura 3 se describirá ahora con referencia a las figuras
4A a 4F.

Cuando se suministra la señal de excitación S_1 repre-
sentada en la figura 4A, al terminal 32, el transistor Q_{11}
30

422429



1 conduce la corriente durante el intervalo positivo de la señal
de excitación S_1 , y el transistor Q_{12} conduce la corriente
durante el intervalo negativo de la señal de excitación S_1 .
Durante el estado activo del circuito de deflexión, el GCS 11
5 no es conductor. Por ejemplo, si la tensión de accionamiento
 E_s se suministra al terminal 17 en este momento, ya que el
transistor Q_{11} es conductor, una corriente S_3 de acuerdo con
la señal de excitación S_1 , según se representa en la figura
4B, fluirá a través del circuito a través del transistor Q_{11} ,
10 de la bobina de deflexión L, del condensador $\sim C$, y el conden-
sador C será cargado por esta corriente. Cuando la señal de
excitación S_1 toma un valor negativo en el tiempo t_0 , el tran-
sistor Q_{11} pasa a ser no conductor pero el transistor Q_{12} pasa
a ser conductor. Como resultado, la carga almacenada en el
15 condensador C se descarga a través del circuito del transis-
tor Q_{12} y por tanto una corriente S_4 , representada en la fi-
gura 3C, fluye a través del transistor Q_{12} y una corriente,
de polaridad inversa con relación a la que circula cuando el
transistor Q_{11} es conductor (vease la flecha b en la figura
20 3), fluye a través de la bobina de deflexión L. Esta corrien-
te aumenta conforme el tiempo va transcurriendo.

 En el tiempo t_1 , el transistor Q_{12} es bloqueado por
la señal de excitación S_1 pero el transistor Q_{11} pasa a ser
nuevamente conductor bajo el efecto de la señal de excitación
25 S_1 y por tanto este último transistor tiende a permitir el
paso a través de él de la corriente de emisor. Sin embargo,
en este momento, la corriente inversa fluye a través de la
bobina de deflexión L, de modo que el transistor Q_{11} está
polarizado en sentido inverso. Por consiguiente, la corriente
30 que circula a través de la bobina de deflexión L carga un

422429

- 11 -



1974

1 condensador directo C' montado en paralelo con la bobina de
deflexión L según se indica por una línea de puntos en la figu-
ra 3, y fluye también a través del transistor Q_{11} en sentido
inverso. De este modo, la tensión de emisor del transistor Q_{11}
5 aumenta bruscamente para producir una tensión de impulso que es
el impulso de retorno. La anchura de impulso del impulso de
retorno viene determinada por el circuito resonante constitui-
do por la bobina de deflexión L y el condensador conectado de
manera equivalente en paralelo con este y que incluye el con-
10 densador directo C' . De este modo, el periodo de retorno T_r
queda determinado entre los tiempos t_1 y t_2 . Ya que la ten-
sión de impulso es más elevada que la tensión de colector del
transistor Q_{11} , la tensión de impulso se aplica a través del
circuito diferenciador I_2 al electrodo de puerta del GCS 11
15 para que este pase a ser conductor. De este modo, la tensión
 E_0 de la fuente de tensión se aplica al electrodo colector
del transistor Q_{11} para que su tensión de colector tome el
valor E_0 representado por S_6 en la figura 4E, y los condensa-
dores 14a y 15b se conectan en serie con el terminal 33 a
20 través del GCS 11 y, por consiguiente, cada uno de los con-
densadores 14a y 14b se carga a una tensión igual a la mitad,
respectivamente, con la polaridad representada en la figura 3.
La tensión de impulso de retorno sube hasta el valor de la
tensión E_0 , es decir que la tensión en el punto de conexión 1_{11}
25 toma el valor E_0 , según se representa en S_7 en la figura 4F.
Después de los condensadores 14a y 14b se han cargado de la
manera indicada más arriba, la tensión de accionamiento E_s
se desconecta del circuito en razón del funcionamiento del
diodo 16.

30 El intervalo de tiempo en el cual el GCS 11 conduce

422429



1 la corriente es el intervalo que transcurre entre los tiempos
t₁ y t₂ y durante el cual se genera la tensión de impulso de
retorno. Después del tiempo t₂ en el cual la tensión de emisor
del transistor Q₁₁ disminuye, la tensión de emisor del tran-
5 sistor Q₁₁ tomará un valor inferior a su valor de colector,
y la tensión de puerta del GCS 11 toma un valor inferior a
su valor de cátodo haciendo que el GCS 11 pase a ser no con-
ductor y por tanto se detiene el suministro de la tensión E₀.
Una forma de onda S₅ que se representa en la figura 4D indica
10 la corriente que circula a través del GCS 11. Ya que el tran-
sistor Q₁₁ es conductor durante el intervalo de tiempo que
transcurre entre los tiempos t₂ y t₃, las tensiones $\frac{1}{2} E_0$ al-
macenadas en los condensadores 14a y 14b respectivamente, se
descargan a través del circuito constituido por el condensa-
15 dor 14a, el transistor Q₁₁, la bobina de deflexión L, el con-
densador C, el diodo 15c, el condensador 14a y el circuito
constituido por el condensador 14b, el diodo 15b, el transis-
tor Q₁₁, la bobina de deflexión L, el condensador C, el con-
densador 14b, respectivamente. En este caso, los condensadores
20 14a y 14b se descargan en paralelo de modo que una tensión
suministrada al electrodo colector del transistor Q₁₁ no es
la tensión E₀ sino la tensión de carga de los condensadores
14a y 14b, es decir $\frac{1}{2} E_0$. Por tanto la tensión de colector
del transistor Q₁₁ tiene la forma de onda representada en la
25 figura 4E. Durante el intervalo de tiempo que transcurre entre
el tiempo t₃ y el tiempo t₄ en el cual el transistor Q₁₁ pasa
nuevamente a ser conductor, el transistor Q₁₂ es conductor y
los circuitos de descarga mencionados más arriba no se forman
haciendo que la tensión de colector del transistor Q₁₁ se man-
30 tenga a un valor casi contante ligeramente inferior a $\frac{1}{2} E_0$.



1 Incluso si el GCS 11 está bloqueado y el suministro
de la tensión E_0 de la fuente de tensión está detenido como
se ha indicado más arriba, la etapa de salida 31 del tipo de
amplificador push-pull de salida única recibe una señal de
5 tensión de funcionamiento igual aproximadamente a $\frac{1}{2} E_0$ y por
tanto la tensión S_7 en el electrodo emisor del transistor Q_{11} ,
que está presente en el punto de conexión 1_{11} disminuye pro-
gresivamente según se representa en la figura 4F en razón de
la caída de tensión producida por la circulación de la co-
10 rriente a través de la componente resistiva de la bobina de
deflexión L o de la circulación de la corriente S_3 que fluye
a través del transistor Q_{11} .

 En este caso, si se considera el consumo de energía
 P en el transistor Q_{11} , su componente de tensión está repre-
15 sentada sustancialmente por la porción triangular sombreada
de la figura 4F. Esta componente de tensión corresponde a la
porción triangular de la componente de tensión sombreada de
la figura 2A, que está rodeada por la forma de onda S_2 y la
tensión E'_0 entre los tiempos t_2 y t_3 en la figura 2A, en la
20 representación de la técnica anterior de la figura 1. Por
tanto, se entenderá fácilmente que el consumo de energía P
en el transistor Q_{11} del invento, que se obtiene como produc-
to de la componente de tensión consumida e indicada más arri-
ba y de la componente de corriente consumida representada en
25 la figura 4B con sombreado (que corresponde a la porción som-
breada de la figura 2B), es muy reducido en comparación con
el de la técnica anterior. En otras palabras, con el invento,
la componente de tensión inutilizada representada por la línea
de puntos sombreada en la figura 4F, que corresponde a la com-
30 ponente de tensión inutilizada representada por el bloque en

422429

- 14 -



1 líneas de puntos en la figura 2A de la técnica anterior, está
eliminada. Por consiguiente, con el invento el consumo de
energía total puede ser reducido mucho mejorando así el ren-
dimiento a la salida.

5 En el modo de realización de la figura 3, la tensión
de funcionamiento destinada al circuito 31 del tipo de amplifi-
cador push-pull de salida única toma el valor de $\frac{1}{2} E_0$ durante
el periodo de exploración gracias a la utilización de dos
condensadores 14a y 14b en el circuito generador de tensión
10 de funcionamiento 13. Sin embargo, el invento no se limita
necesariamente al modo de realización de la figura 3 sino que,
a título de ejemplo, puede utilizarse con un número de n de
condensadores para producir una tensión de funcionamiento
igual a $\frac{1}{n} E_0$ de la manera indicada más arriba. Además, sirve
15 para estrechar el periodo de retorno T_r sin disminuir el ren-
dimiento de salida de modo que la tensión de funcionamiento
sea pequeña en comparación con la tensión E_0 de la fuente de
tensión.

La figura 5 es un diagrama de circuito que representa
20 otro modo de realización del circuito generador de tensión de
funcionamiento 13 en el cual se utilizan tres condensadores
14a, 14b y 14c.

En el modo de realización de la figura 5, los diodos
15b, 15c, 15e y 15f, sirven para formar el circuito de des-
carga de los condensadores, y los diodos 15a y 15d sirven para
25 bloquear la corriente inversa. En este caso, una tensión igual
a $\frac{1}{3} E_0$ se almacena en cada uno de los condensadores 14a a 14c,
respectivamente. No se hará una descripción detallada de este
modo de realización ya que es evidente para los peritos en la
30 materia.



1 con el impulso de retorno, como en el caso del modo de reali-
zación representado en la figura 3. Durante el periodo de re-
torno T_r o durante el intervalo de tiempo en el cual el GCS 11
es conductor, el terminal 20a, recibe la tensión E_0 de la
5 fuente de tensión procedente del terminal 33, y por tanto la
etapa de salida 31 recibe la tensión E_0 a través del terminal
20b y los condensadores 21a y 21b se cargan con la polaridad
representada en la figura 6 y sus tensiones de terminal pasan
a ser $\frac{1}{2} E_0$, respectivamente. Mientras tanto, durante el pe-
10 riodo de retorno T_s o durante el intervalo de tiempo en el
cual el GCS 11 no es conductor, la tensión E_0 no se suminis-
tra al terminal 20a, sino que la tensión $\frac{1}{2} E_0$ almacenada en
los condensadores 21a y 21b se suministra a la etapa de sali-
da 31. Esto que quiere decir que la carga almacenada en el
15 condensador 21a se descarga a través del circuito cerrado
constituido por el condensador 21a, el transistor Q_{11} , la bo-
bina de deflexión L, el condensador C, el diodo 22b, el con-
densador 21a y la carga almacenada en el condensador 21b fue
descargada a través de circuito cerrado formado por el conden-
20 sador 21b, el diodo 22c, el transistor Q_{11} , la bobina de de-
flexión L, el condensador C, el condensador 21b, respectiva-
mente, para suministrar la tensión $\frac{1}{2} E_0$ al electrodo colector
del transistor Q_{11} a través del terminal 20b. Por consiguiente,
se entenderá fácilmente que el modo de realización de la fi-
25 gura 6 realiza la operación de deflexión y mejora el rendi-
miento de salida como el modo de realización de la figura 3.
Sin embargo, en este caso es posible que el número n de con-
densadores conectados en serie se utilicen en el circuito 13
para que la tensión de funcionamiento tenga el valor de $\frac{1}{n} E_0$
30 durante el periodo de retorno.



1 La figura 7 es un diagrama de circuito que sirve para
representar otro modo de realización del invento que utiliza
el valor de $\frac{1}{n} E_0$ (en el modo de realización ilustrado, $\frac{1}{2} E_0$)
como tensión de funcionamiento durante el tiempo de retorno
5 T_s y puede hacer que la tensión de funcionamiento durante el
periodo de retorno T_r sea superior a la tensión E_0 . Natural-
mente, en este modo de realización, se utiliza solamente la
fuente de tensión.

 El circuito generador de tensión de funcionamiento
10 13 utilizado en este modo de realización es esencialmente i-
déntico al que se utiliza en el modo de realización de la
figura 6, de modo que sus elementos correspondientes se re-
presentan con los números correspondientes, y los números de
referencia idénticos a los de la figura 6 designan los mismos
15 elementos.

 En la figura 7, los números de referencia 25a y 25b
representan diodos nuevos que sirven para bloquear la corrien-
te inversa y 25c un diodo para bloquear también la corriente
inversa. Un condensador 24 está conectado en paralelo con la
20 conexión serie de los diodos 25a y 25b con el fin de superpo-
ner la tensión programada en el condensador 24 a la tensión E_0
de la fuente de tensión durante el periodo de retorno T_r . Es
decir, que las tensiones $\frac{1}{2} E_0$ cargadas en los condensadores
21a y 21b durante el periodo de retorno T_r se descarga a tra-
25 vés del transistor Q_{11} durante el periodo de retorno T_s e
igualmente a través de la conexión serie formada por el con-
densador 24 y una resistencia 23 de modo que el condensador
24 se cargue al valor $\frac{1}{2} E_0$. La carga almacenada en el conden-
sador 24 se descarga a través del transistor Q_{11} durante el
30 periodo de retorno T_r , de modo que la tensión de funcionamien-



1 to suministrada al electrodo colector del transistor Q_{11} du-
rante el periodo de retorno T_r pase a ser aproximadamente
igual a la tensión E_0 de la fuente de tensión más la fuente
cargada $\frac{1}{2} E_0$ en el condensador 24 ($= E_0 + \frac{1}{2} E = \frac{3}{2} E_0$). La
5 forma de onda de la tensión en el punto de conexión l_{11} se
representa por S'_7 en la figura 8. Por tanto se entenderá
que el modo de realización de la figura 7 puede mejorar el
rendimiento de salida.

10 Además, en el modo de realización de la figura 7, el
electrodo de puerta de GCS 11 recibe la tensión de control a
través de un transformador 26, siendo dicha tensión la dife-
rencia entre los modos de realización de las figuras 6 y 7.
El transformador 26 tiene unos devanados primario y secunda-
rio 26a y 26b, estando el devanado primario 26a conectado a
15 través de la bobina de deflexión L, mientras que el devanado
secundario 26b está conectado entre los electrodos de puerta
y de cátodo de GCS 11. En tal caso, se observará que el trans-
formador 26 es solamente un ejemplo de los medios utilizables
para aplicar la tensión de control al electrodo de puerta del
20 GCS 11.

Tal y como se ha descrito más arriba, con el invento,
el rendimiento de salida se mejora mucho en comparación con
el circuito sencillo de la técnica anterior y solamente una
fuente de tensión de funcionamiento, y que puede obtenerse
25 por tanto una operación de deflexión de calidad más elevada
que la que se obtenía, con un consumo de energía inferior.

Además, el periodo de retorno puede ser acortado sin
reducir el rendimiento de salida.

En los modos de realización del invento descritos más
30 arriba, se utiliza un GCS principalmente como elemento o dis-



1 una primera tensión a dicho circuito de salida y cargando
simultáneamente dicho dispositivo de almacenamiento de carga
durante el periodo de retorno y suministrando una segunda
tensión más baja que dicha primera tensión a dicho circuito
5 de salida descargando dicho dispositivo de almacenamiento de
carga durante el periodo de exploración; y

e) se utiliza un dispositivo de control (12, 26) para
controlar la conductividad de dicho dispositivo de conmuta-
ción en respuesta al cambio entre los periodos de exploración
10 y de retorno.

2. Mejoras según la reivindicación 1, ca-
racterizadas porque el dispositivo de circuito incluye un
camino de suministro de tensión para suministrar la tensión
de dicha fuente de tensión a dicho circuito de salida, una
15 pluralidad de condensadores (14a-14c, 21a, 21b) un primer dis-
positivo de conexión para realizar una conexión serie de dicha
pluralidad de condensadores conectados a dicho camino de su-
ministro de tensión para cargar la pluralidad de condensado-
res conectados en serie por medio de dicha fuente de tensión
20 durante el periodo de retorno de dicho segundo dispositivo de
conexión para conectar cada uno de dichos condensadores de
la pluralidad de condensadores con dicha extremidad de dicho
circuito de salida con unos caminos respectivos paralelos
entre si para que dichos condensadores se descargan hacia
25 dicho circuito de salida durante el periodo de retorno.

3. Mejoras según la reivindicación 2, ca-
racterizadas porque el primer dispositivo de conexión inclu-
ye por lo menos un elemento unidireccional (15a, 22a) conectado
entre dos condensadores de dicha pluralidad de condensadores,
y porque dicho segundo dispositivo de conexión incluye una

30



1 pluralidad de elementos unidireccionales suplementarios (15b,
15c,21b,21c) conectados cada uno con cada uno de los conden-
sadores de dicha pluralidad de condensadores para formar una
pluralidad de caminos en serie conectados a dicha extremidad
5 de dicho circuito de salida en paralelo los unos respecto a
los otros.

4. Mejoras según la reivindicación 3, ca-
racterizadas porque el dispositivo de circuito incluye ade-
más un condensador suplementario 24 conectado entre dicho
10 dispositivo de conmutación y dicha extremidad de dicho cir-
cuito de salida, un elemento de impedancia 23 conectado a una
unión entre una extremidad de dicho condensador suplementaria
y dicho dispositivo de conmutación, y un elemento unidirec-
cional suplementario adicional 25a dispuesto en dicho camino
15 de suministro de tensión.

5. Mejoras según la reivindicación 1, ca-
racterizadas porque dicho dispositivo de control incluye
un dispositivo para suministrar una señal de control que varia
en respuesta al cambio entre los periodos de exploración y
20 de retorno de dicho dispositivo de conmutación de modo que
dicho dispositivo de conmutación sea no conductor durante el
periodo de exploración y conductor durante el periodo de
retorno.

6. Mejoras según la reivindicación 1, ca-
racterizadas porque el dispositivo de control incluye además
25 unos medios para producir dicha señal de control en respuesta
a un impulso obtenido en la extremidad de salida de dicho par
de transistores.

7. Mejoras según la reivindicación 1, caracte-
rizadas porque dichos dispositivos de circuitos comprenden un

30

422429



1 camino conector que une el otro extremo de dicho dispositi-
 vo de conmutación a un extremo del mencionado circuito de
 salida, una conexión serie de un primer condensador (21a),
 un primer diodo (22a) y un segundo condensador (21b), un
 5 extremo de dicha conexión serie está unido al camino conec-
 tor mencionado, un segundo diodo (22c) conectado a través
 de la conexión serie del primer condensador y primer diodos
 mencionados y un tercer diodo conectado a través de la cone-
 xión serie del primer diodo y segundo condensador menciona-
 dos.

10 8. Mejoras según la reivindicación 7, caracteriza-
 das porque dicho dispositivo de conmutación tiene un termi-
 nal de control y porque dicho dispositivo de control está
 conectado entre dicha extremidad de salida de dicho par de
 transistores y dicho terminal de control.

15 9. Se reivindica por último como objeto sobre el
 que ha de recaer la Patente de Invención que se solicita:
 MEJORAS INTRODUCIDAS EN CIRCUITOS DE DEFLEXION.

20 Todo conforme queda descrito y reivindicado en la
 presente memoria descriptiva que consta de veintiuna página
 mecanografiadas y dibujos que se acompañan.

Madrid, 18 enero de 1.974

BERNARDO UNGRIA

P.P.

25

422429

1000400



Fig. 1

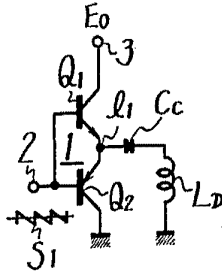


Fig. 2A

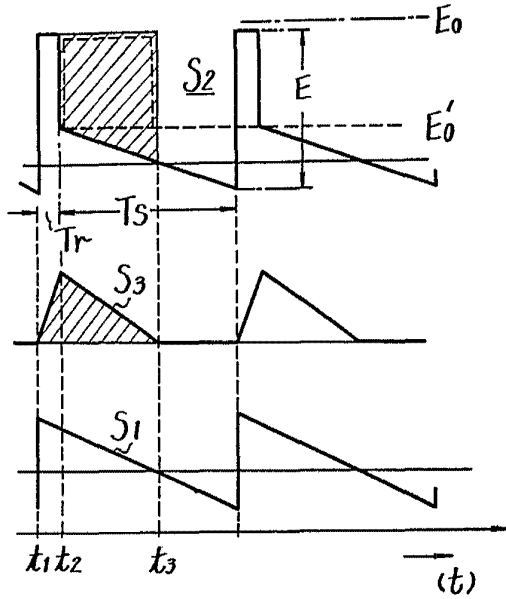
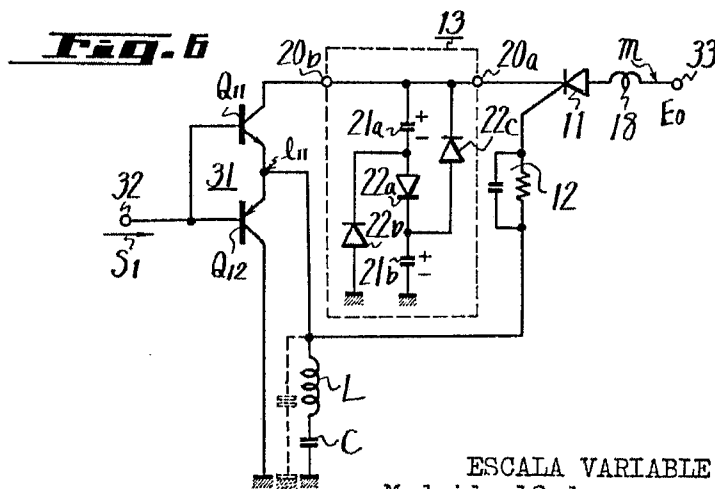
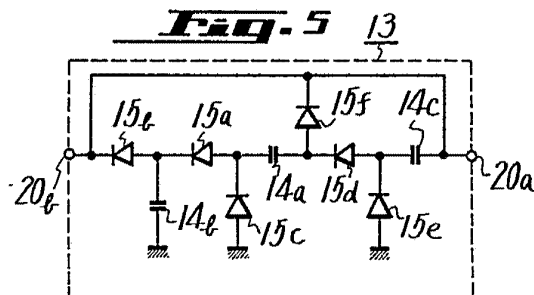
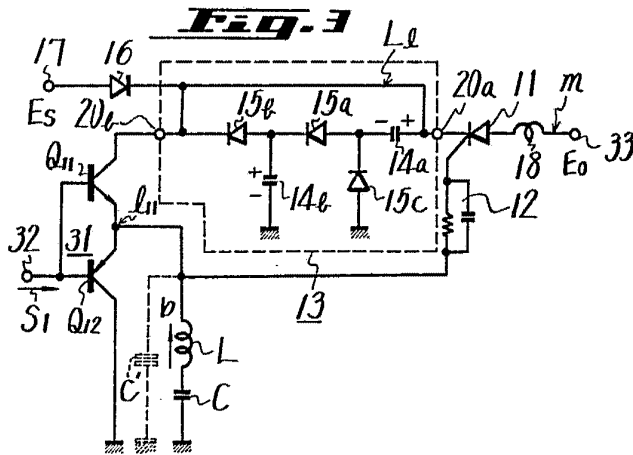


Fig. 2B

Fig. 2C

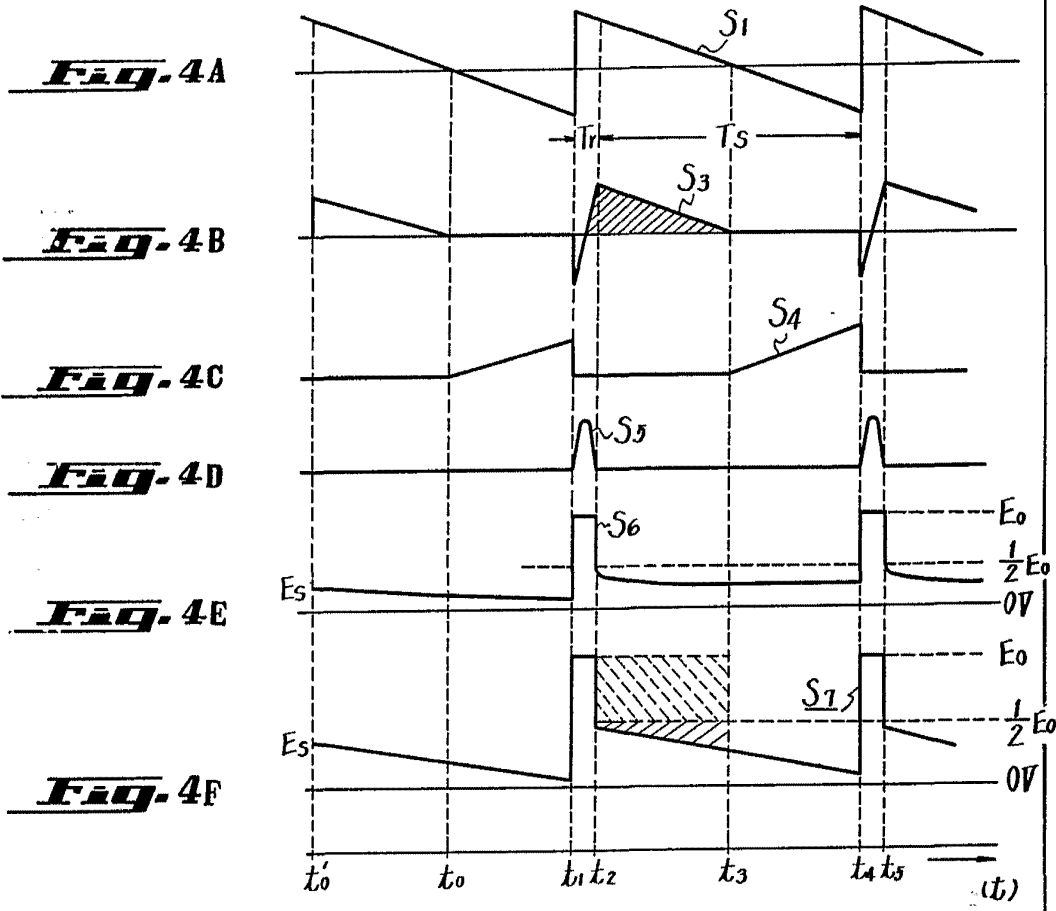
ESCALA VARIABLE
Madrid, 18 Enero de 1974
BERNARDO UNGRIA
P.P.

422429



ESCALA VARIABLE
 Madrid, 18 de enero de 1974
 BERNARDO UNGRIA
 P.P.

422429



ESCALA VARIABLE
Madrid, 18 de enero 1.974
BERNARDO UNGRIA
P.P.

422429



Fig. 1

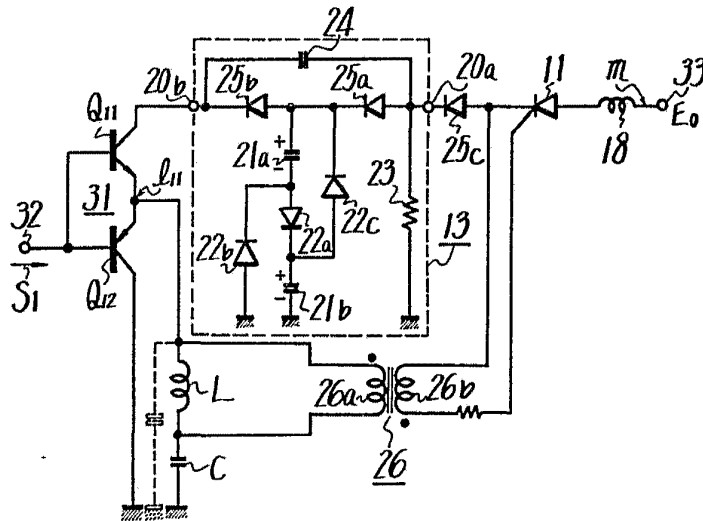
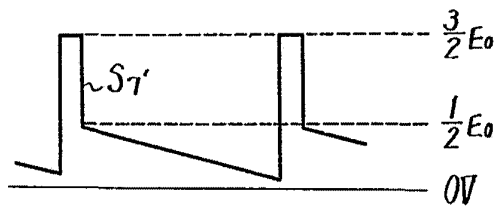


Fig. 8



ESCALA VARIABLE
 Madrid, 18 de enero 1.974
 BERNARDO UNGRIA
 P.P.